



# Contrôle de dispersion et de TPG en UWB à partir de structure microruban périodique non-uniforme

Marc Le Roy, André Pérennec

## ► To cite this version:

Marc Le Roy, André Pérennec. Contrôle de dispersion et de TPG en UWB à partir de structure microruban périodique non-uniforme. 17èmes Journées Nationales Microondes, 18-19-20 Mai 2011 - Brest, May 2011, BREST, France. pp.1-4. hal-00604002

**HAL Id: hal-00604002**

**<https://hal.univ-brest.fr/hal-00604002>**

Submitted on 27 Jun 2011

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

## Contrôle de dispersion et de TPG en UWB à partir de structure microruban périodique non-uniforme

Marc Le Roy, André Pérennec

Lab-STICC, UMR CNRS 3192, UEB, Université de Brest (UBO), 6 avenue Le Gorgeu, CS93837, 29238 Brest cedex 3.  
Marc.LeRoy@univ-brest.fr

### Résumé

*Cet article propose une technique pour le contrôle de la dispersion et du temps de propagation de groupe (TPG) dans le domaine microonde à partir de lignes de transmission non-uniformes. Une ligne microruban périodique dont le profil suit une variation continue est synthétisée pour l'obtention d'une variation linéaire de TPG en fonction de la fréquence d'environ  $-0,25\text{ns/GHz}$  de 3,1 à 10,6 GHz. Cette ligne qui fonctionne en réflexion est initialement générée par des équations analytiques, puis simulée et optimisée grâce à un modèle hiérarchique de lignes non-uniformes dont le profil est défini par interpolation cubique.*

### 1. Introduction

Les Lignes de Transmission Non-Uniformes (LTNU) ont été intégrées dans la conception de nombreux dispositifs hyperfréquences : filtres [1], coupleurs, transformateurs d'impulsions, adaptateurs d'impédances, également pour minimiser les phénomènes parasites liés aux discontinuités abruptes, ou créer des couplages à variation progressive dans le but de supprimer des remontées parasites [2]. De même, elles sont utilisées pour la réalisation de structures périodiques planaires 1D à bande électromagnétique interdite (EBG : Electromagnetic BandGap).

Récemment, à partir de ces dernières, plusieurs nouvelles applications sont apparues [3]-[6]. Elles font appel à des lignes microrubans non-uniformes dont la largeur est modulée linéairement le long de la structure (Chirped Delay Line : CDL) et qui présentent un Temps de Propagation de Groupe (TPG) en réflexion dont la pente négative est constante sur une large bande de fréquence. Cette propriété de linéarité temps/fréquence peut être utilisée pour la compensation de dispersion large-bande [6] et également pour réaliser une analyse spectrale temps réel [5] de signaux micro-ondes. Le même principe peut-être mise en œuvre pour dilater ou mettre en forme temporellement des signaux ultra-large bande (UWB) [7]. D'autres techniques fonctionnant en transmission pour la réalisation de transformée de Fourier inverse en analogique ont été proposée mais n'ont pas été validées expérimentalement [8]. Pour le design des lignes CDL, des équations analytiques approchées [3] mais aussi établies empiriquement ont été

proposées pour décrire le profil microruban correspondant.

D'une manière générale, ces structures non-uniformes sont difficiles à définir et à manipuler sous des logiciels de simulation commerciaux de type circuit ou électromagnétique. Pour cette raison, nous avons développé un modèle pour simuler les paramètres [S] de lignes non-uniformes dont le profil d'impédance est défini par une interpolation cubique [1]. L'universalité de cette technique autorise la modélisation d'un grand nombre de variations applicables aux différentes technologies planaires. Cependant, un logiciel "maison" est nécessaire pour le design et la génération des masques.

Pour palier ces problèmes, tout en gardant les avantages liés à l'interpolation cubique, des modèles de lignes de formes arbitraires ont été ensuite développés [4], [9] pour différentes technologies (microruban, coplanaire) et configurations (lignes simples, couplées, multicouche) sur la base des modèles existants dans un logiciel commercial (ici ADS d'agilent). Ces nouveaux modèles, qui possèdent une organisation hiérarchique à multi-niveaux, sont intégrables dans un process classique de conception où les paramètres de forme des LTNU sont facilement synthétisables et optimisables. La génération automatique du masque du circuit pour la conception et pour une validation par simulation électromagnétique est également proposée, évitant de ce fait une saisie laborieuse de valeurs discrètes. Cet outil de design de LTNU est mis en œuvre ici pour optimiser et concevoir un dispositif de compensation de TPG dans la bande 3,1-10,6 GHz pour des applications ultra-large bande (UWB).

Les équations analytiques pour la réalisation de dispositifs de compensation sont rappelées, puis appliquées à la réalisation d'une ligne de pente de TPG de  $-0,25\text{ ns/GHz}$  sur la totalité de la bande UWB. La structure hiérarchique des modèles de lignes non-uniformes est rappelée. Puis, après optimisation de la forme de la CDL décrite par interpolation cubique, les résultats des simulations circuit et électromagnétique sont comparés. En conclusion, les avantages et les inconvénients de ces modèles LTNU sont détaillés avant d'en identifier les applications.

## 2. Equations de synthèse d'une CDL

Une ligne planaire (par exemple microruban) dont la largeur varie de manière continue selon une loi de modulation en fonction de la longueur présente une distribution fréquentielle de la loi de Bragg. En d'autres termes, ce dispositif présente une large bande atténuée en transmission due à des motifs périodiques de dimensions différentes.

Ce dispositif fonctionnant en réflexion,  $|S_{11}|$  doit être proche de 1 et le TPG de  $S_{11}$  doit présenter une variation linéaire avec une pente négative. De ce fait, en associant cette structure à un coupleur directif large-bande, il est possible d'obtenir [5] un dispositif total avec un  $|S_{21}|_{dB}$  proche de 0 dB (ou -3 dB en tenant compte du coupleur) et un TPG en transmission (déterminé à partir de la phase de  $S_{21}$ ) avec une pente négative constante.

Pour atteindre ces objectifs, une équation analytique décrivant la variation d'impédance a été proposée dans [3]. Celle-ci est modifiée ici pour décrire la modulation de la largeur du ruban :

$$W(z) = W_{50\Omega} \cdot e^{A \cdot H(z) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{a_0} \cdot z + C \cdot z^2 - C \cdot \frac{L}{2}\right)} \quad (1)$$

A est un facteur d'amplitude (sans dimension),  $a_0$  fixe la période centrale de la ligne et donc impose la fréquence centrale de la bande coupée. La largeur de la ligne est définie pour  $z = -L/2$  à  $L/2$  où  $L = M \cdot a_0$  où M est le nombre total de périodes. Le paramètre  $C(m^{-2})$  correspond à la pente de la variation spatiale et  $H(z)$  est une fonction d'apodisation qui a deux objectifs : assurer des transitions vers les extrémités à  $50 \Omega$  pour minimiser les ondulations de la réponse fréquentielle et favoriser la linéarité du TPG. Il s'agit ici d'une gaussienne décalée spatialement sur  $L/4$  :

$$H(z) = e^{-4 \cdot \left(\frac{z-L/4}{L}\right)^2} \quad (2)$$

$a_0$  est donc fonction de la fréquence centrale :

$$f_0 = c / (2 \cdot a_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff50\Omega}}) \quad (3)$$

Le TPG présente une pente constante sur la bande de fréquence défini par :

$$\Delta f = c \cdot |C| \cdot L / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_{eff50\Omega}}) \quad (4)$$

La dispersion du TPG (GDD : Group Delay Dispersion) est ainsi caractérisée par :

$$|GDD| = \sqrt{\epsilon_{eff50\Omega}} \cdot L / (c \cdot \pi \cdot \Delta f) \quad (5)$$

exprimée ici en  $s^2/rad$  et de signe identique à C.

## 3. Modèles de Lignes Non-Uniformes

Pour réaliser cette structure CDL et pour la manipuler dans un contexte global de conception hyperfréquence, nous avons développé des modèles de lignes non-uniformes sous le logiciel ADS d'agilent [4], [9]. Le principe décrit dans ce paragraphe est transposable à tout logiciel acceptant des structures multi-niveaux.

Pour cet exemple d'application, les étapes principales (figure 1) pour la conception de tels modèles sont détaillées dans le cas d'une ligne microruban. Le niveau inférieur est constitué de m sections de "tapers" pour un substrat déclaré au niveau le plus élevé. Les m+1 largeurs des "tapers" et leurs longueurs sont calculées au niveau intermédiaire qui contient n composants. A ce niveau, l'algorithme d'interpolation cubique [1] crée la courbe d'évolution de la largeur physique du circuit passant par n valeurs discrètes tout en minimisant les ondulations entre celles-ci. Cette interpolation garantit également la continuité des dérivées premières et secondes à ces points. Les n+1 (qui correspondront à 2N+2 points de l'équation (7) comme indiqué sur la figure 1) valeurs discrètes proviennent du niveau supérieur et sont définies par l'utilisateur, soit directement, soit à l'aide d'une fonction de synthèse. Ici, ces largeurs physiques discrètes sont déterminées à partir de l'équation (1) et pour les positions des maxima et minima de cette fonction par l'équation (7). Deux points supplémentaires (figure 1) sont rajoutés aux extrémités pour assurer une interconnexion adoucie à  $50 \Omega$  vers d'autres composants.

### structuration du modèle de ligne non-uniforme : points $(W_i, d_i)$

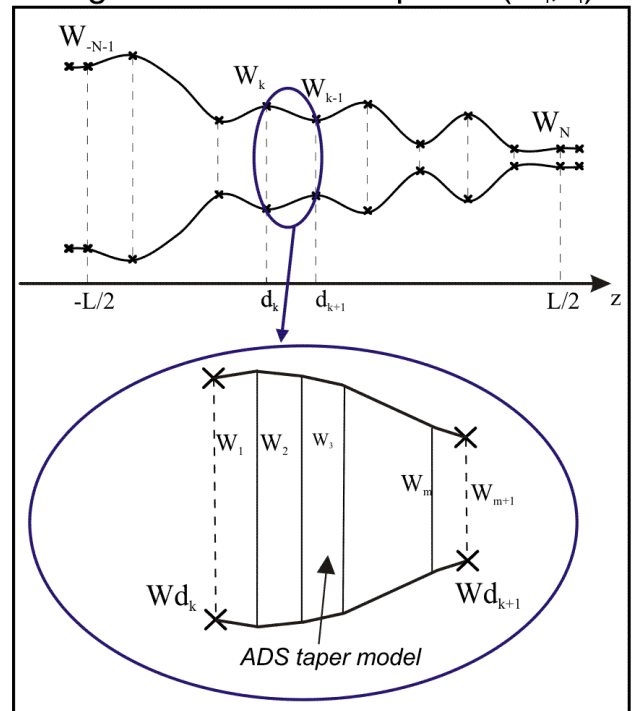


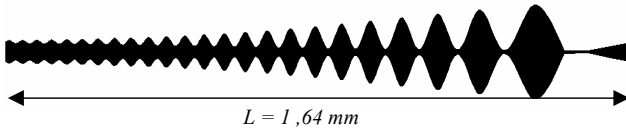
Figure 1. Organisation des modèles hiérarchiques (3 niveaux sous le logiciel ADS) décrivant

### des structures à variation continue de forme.

Différents modèles (microruban, lignes microruban couplées, coplanaire, lignes coplanaires couplées, lignes multicouches) basés sur cette structuration ont été développés en changeant simplement le composant de base ("taper" microruban dans la figure 1). Ce principe d'interpolation est applicable à toute variable dimensionnelle et plusieurs interpolations peuvent être menées en parallèle pour définir simultanément des largeurs de rubans et de fentes. Ces composants ont été regroupés pour former une nouvelle bibliothèque de composants à variation continue de profil.

#### 4. Design d'une ligne UWB pour le contrôle de dispersion

Notre objectif est d'obtenir une pente de  $-0,25 \text{ ns / GHz}$  et un  $S_{21\text{dB}}$  inférieur à  $-10 \text{ dB}$  sur l'ensemble de la bande UWB ( $3,1\text{--}10,6 \text{ GHz}$ ). Pour en minimiser la taille et pouvoir optimiser les caractéristiques de la ligne, nous avons contrôlé la forme de la ligne par la méthode décrite au paragraphe précédent et en utilisant les modèles hiérarchiques pour les LTNU décrits en [4] et [9].



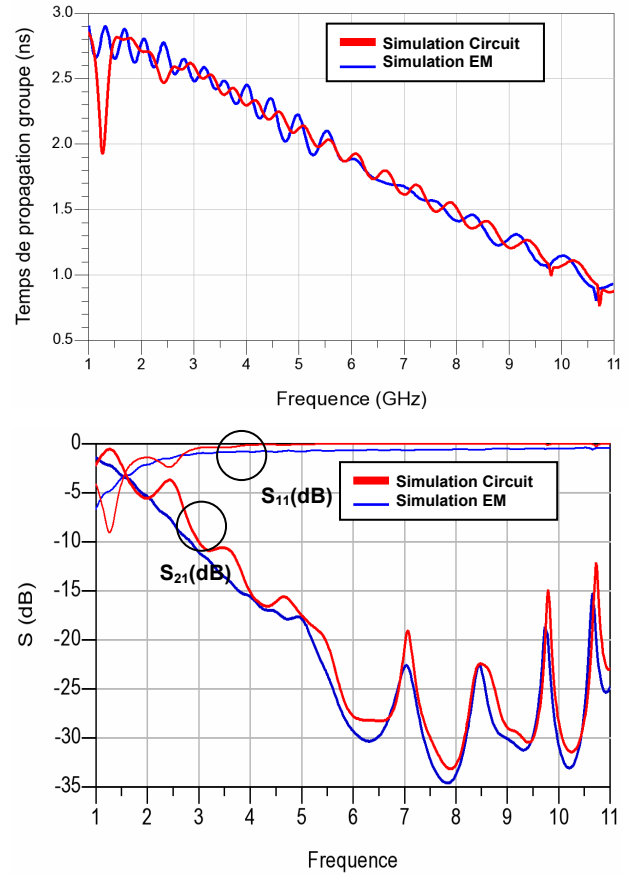
**Figure 2.** Structure de la ligne CDL en microruban (rapport d'échelle XY non respecté),  $\epsilon_r = 9,6$  ;  $h = 0,635 \text{ mm}$  ;  $T = 5 \text{ }\mu\text{m}$ .

La souplesse de cette approche réside dans le nombre limité de points (de largeur de ruban et de longueur) nécessaire pour décrire la forme de la ligne ; ici, les positions des maxima et minima suffisent. La position longitudinale des 2N maxima et minima est déterminée par :

$$p(k) = -\frac{1}{2} \frac{2\pi - \sqrt{4\pi^2 + 4ka_0^2 C\pi + a_0^4 C^2 N^2 + 2a_0^2 C\pi}}{a_0 C}, \quad (7)$$

avec  $k$  variant de  $-N$  à  $N-1$  (au total  $2N+2$  avec les 2 valeurs extrêmes à  $50 \text{ }\Omega$ , ce qui correspondre aux  $n+1$  valeurs discrètes définies au chapitre précédent)). Les équations de synthèses fournissent les caractéristiques initiales :  $C = -2700 \text{ m}^2$ ,  $a_0 = 8 \text{ mm}$ ,  $N = 19$ . Grâce aux modèles de LTNU, 2 possibilités se présentent : soit optimiser ces caractéristiques en recalculant automatiquement la position des minima et maxima, soit directement optimiser la position de ces points, ou plus précisément les différents tronçons de ligne (largeur et longueur). Nous avons d'abord utilisé la 1<sup>ère</sup> technique puis optimisé les points directement en position et en

largeur. Les objectifs pour l'optimisation sont la pente du TPG et le paramètre  $S_{11\text{dB}}$ .



**Figure 3.** Temps de propagation de groupe (à partir de  $S_{11}$ ) et paramètres  $S$ .

Le masque optimisé (Figure 2) est automatiquement généré par le logiciel, ce qui permet de réaliser aisément un layout pour une simulation électromagnétique. Les simulations circuits et EM concordent, la pente du TPG est de  $-0,24 \text{ ns / GHz}$  et  $S_{21\text{dB}} < -10 \text{ dB}$  sur l'ensemble de la bande (figure 3).

Malgré l'utilisation d'une méthode de discrétisation du profil par des tapers microrubans, les ruptures de pentes sont quasi-imperceptibles sur le masque généré. En effet, pour cet exemple, 4000 tapers ont été générés de manière transparente pour l'utilisateur, et seulement à partir de 41 points dont les coordonnées sont générées par les équations (1) et (7).

#### 5. Conclusions et perspectives

L'utilisation de modèles hiérarchiques à interpolation cubique se révèle particulièrement utile pour le design, l'optimisation et la simulation de LTNU pour la compensation de dispersion. La longueur totale de la ligne s'avère être plus courte qu'en utilisant les relations analytiques seules [3] et les ondulations sur le TPG sont réduites.

La CDL proposée fonctionnant en réflexion, l'utilisation de coupleur directif large-bande est impérative. L'étude d'une structure fonctionnant en

transmission est prévue pour la réalisation de circuits de mise en forme (émission) [7] ou de dilatation temporelle (réception) de signaux UWB ou pour réaliser une analyse spectrale temps-réel [5] (dilatation temporelle des composantes spectrales) ou encore pour une compensation analogique de la dispersion introduite lors de transmission par fibre optique [6].

De même les outils de CAO RF développés ici pour la réalisation de LTNU peuvent s'avérer particulièrement utile pour des applications telles que la réalisation de lignes d'adaptation large-bande ou pour la polarisation de circuit actif MMIC dans le domaine des ondes millimétriques [10].

## 6. Bibliographie

- [1] M. Le Roy, A. Pérennec, L.C. Calvez, S. Toutain "The continuously varying transmission lines technique-Application to filter design", IEEE MTT, vol. 47, Sept. 1999, pp. 1680, 1687.
- [2] M. Le Roy, A. Pérennec, "Spurious responses suppression of parallel Coupled-Lines Microstrip Bandpass Filters: comparison and improvements of planar approaches", Int. J. of Microwave CAE, vol. 17, 2007, pp.104-109.
- [3] M.A.G. Laso, T. Lopetegi, M.J. Erro, D. Benito, M.J. Garde, M.A. Muriel, A. Sorolla, M. Guglielmi, "Chirped delay lines in microstrip technology", IEEE Microw. and Wireless Components Letters, vol. 11, 2001, pp. 486-488.
- [4] M. Le Roy, André Pérennec, "Modèles Circuits de Lignes de Formes Arbitraires : Application aux Filtres Microruban à Lignes Couplées avec Réjection des Premiers Harmoniques Parasites", 14<sup>èmes</sup> Journée Nationales Micro-ondes, 7D19, Nantes 2005.
- [5] J.D. Schwartz, J. Azana, D.V. Plant, "Experimental demonstration of real-time spectrum analysis using dispersive microstrip", IEEE Microw. and Wireless Components Letters, vol. 16, 2001, pp. 215-217.
- [6] L. Ranzani, S. Rondineau, P. Boffi, M. Martinelli, Z. Popovic, "Nonuniform transmission lines for broadband dispersion compensation", European Microwave Conference (EuMC), 2010, pp. 324-327.
- [7] I. Arnedo, I. Arregui, M. Chudzik, A. Lujambio, J.D. Schwartz, D.V. Plant, J. Azaña, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, "Customized pulses for UWB applications", European Microwave Conference (EuMC), 2010, Paris, pp. 320-323.
- [8] S. Gupta, C. Caloz, "Analog inverse Fourier transformer using group delay engineered C-section all-pass network", European Microwave Conference (EuMC), 2010, Paris, pp. 389 - 392
- [9] M. Le Roy, A. Pérennec, "Novel Circuit Models of Arbitrary-Shape Line: Application to Parallel Coupled Microstrip Filters with Suppression of Multi-Harmonic Responses", European Microwave Conference (EuMC), 2005, 45.
- [10] G. Hotopan, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, R. Cambior, M. Fernández, F. Las Heras, "Multi-harmonic submillimeter-wave DC-bias network based on an Arbitrarily Width-Modulated Microstrip Line", European Microwave Conference (EuMC), 2010, Paris, pp.1325-1368.